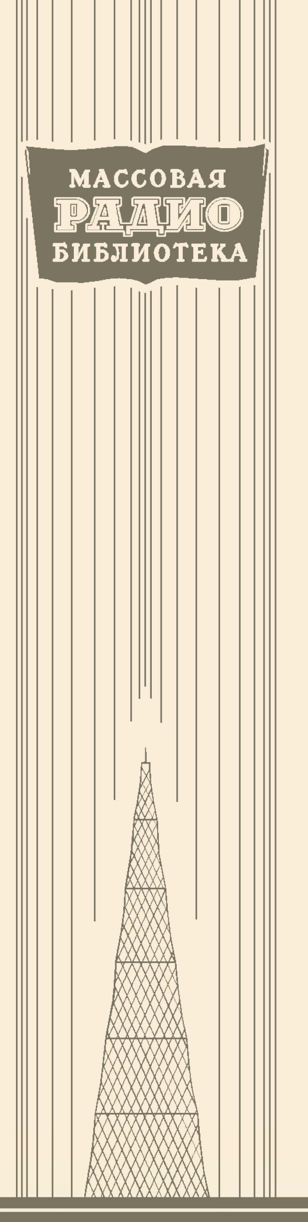


В. К. ЛАБУТИН

УСИЛИТЕЛЬ КЛАССА D





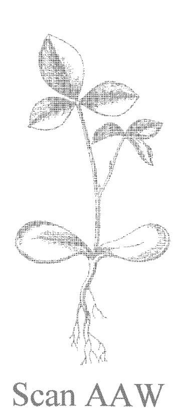
ГОСЭНЕРГОИЗДАТ
1956

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 262

В. К. ЛАБУТИН

УСИЛИТЕЛЬ КЛАССА D





ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1956 ЛЕНИНГРАД

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

А. И. Берг, И. С. Джигит, А. А. Куликовский, А. Д. Смирнов, Ф. И. Тарасов, Б. Ф. Трамм, П. О. Чечик, В. И. Шамшур

В брошюре приводятся описание принципа работы нового типа усилителя мощности, обладающего высоким к. п. д., варианты схем различных элементов его и основные расчетные формулы. Описываются экспериментальная установка и результаты ее исследования.

Брошюра предназначена для подготовленных радиолюбителей.

Автор *Лабутин Вадим Константинович*

Усилитель класса D

Редактор *Ф. И. Тарасов* Техн. редактор *К. П. Воронин*

Сдано в набор 16/VIII 1956 г. Подписано к печати 22/XI 1956 г.
Бумага 84×108¹/₃₂ 1,64 печ. л. Уч.-изд. л. 1,9.
Т-10589. Тираж 30 000 экз. Цена 75 коп. Заказ 1474

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ВВЕДЕНИЕ

Усилители низкой частоты с выходной мощностью от 50 ÷ 100 *вт* и выше широко применяются в различных областях техники. Усилители узлов радиотрансляционной сети, модуляторы радиовещательных и связных радиостанций, аппаратура дальней связи, системы громкоговорящей диспетчерской связи, звуковое кино, аппаратура звукофикации залов заседаний, театров, танцевальных площадок, садов и парков, площадей, пассажирского транспорта — вот далеко не полный перечень важнейших случаев применения усилителей низкой частоты средней и большой мощности.

В связи с таким чрезвычайно широким распространением усилителей низкой частоты вопрос экономичности питания их приобретает большое народнохозяйственное значение.

Применяемые в настоящее время режимы оконечных каскадов усилителей низкой частоты обладают недостаточно высоким к. п. д., который в наиболее экономичных режимах (класс AB_2 или B) не превышает 60 ÷ 70%.

Причина невысоких значений к. п. д. кроется в том, что лампы оконечного каскада по крайней мере в течение полупериода усиливаемого сигнала работают как переменные сопротивления, причем анодный ток и напряжение между анодом и катодом лампы соизмеримы с током и напряжением полезного сигнала на нагрузочном сопротивлении, а потому и мощность, рассеиваемая анодами ламп, соизмерима с выходной мощностью усилителя.

Новый путь резкого повышения к. п. д., представляющий качественный скачок в развитии усилительной техники, состоит в применении импульсного режима ламп оконечного каскада. При этом лампы работают подобно выключателям: в моменты прохождения анодного тока падение напряжения на лампе ничтожно мало в сравнении с напряжением источника питания анодной цепи, а потому

мощность, рассеиваемая анодами ламп, оказывается ничтожно малой в сравнении с мощностью импульса в анодной цепи.

Идею применения импульсного режима для усиления низких частот выдвинул около 5 лет назад советский ученый проф. Д. В. Агеев, однако проблема предотвращения потерь энергии, связанных с использованием энергии лишь части спектра импульсов (той части, которая несет полезный низкочастотный сигнал), оказалась довольно сложной и отсутствие удобного решения ее тормозило практическое развитие импульсных усилителей звуковых сигналов.

Наиболее успешным решением указанной проблемы представляется предложение французского специалиста Роже Шарбоннье, который ввел в схему оконечного каскада реактивный накопитель энергии. Шарбоннье назвал свою схему усилителем класса D.

Единственным оригинальным сообщением об усилителе класса D является статья «L'amplificateur classe D» во французском журнале Electronique Industrielle (1955, № 1), в которой, однако, отсутствует строгая теория работы усилителя, не приводятся ни электрические данные опубликованной схемы, ни методика ее расчета.

Поскольку актуальность темы не вызывала сомнений, было предпринято теоретическое и экспериментальное исследование усилителя класса D, которое позволило получить более точное представление о принципе работы схемы, определить основные свойства ее, предложить методику расчета усилителя и выявить трудности, стоящие на пути практического применения усилителей класса D.

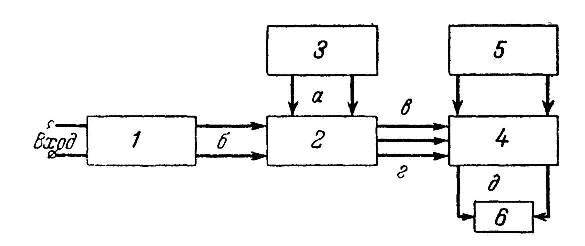
По материалам этого исследования и написана настоящая брошюра.

ПРИНЦИП РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЯ КЛАССА D

Блок-схема усилителя с оконечным каскадом класса D приведена на фиг. 1. Подлежащий усилению сигнал после предварительного усиления обычным усилителем напряжения *1* поступает на преобразователь сигнала *2*. Здесь он осуществляет широтную модуляцию двухтактного импульсного напряжения, период которого задается вспомогательным генератором «коммутирующей» частоты *3*. Коммутирующая частота выбирается выше наивысшей частоты усиливаемого сигнала с тем, чтобы широтно-модулированное импульсное напряжение с достаточной точностью передавало все детали формы полезного сигнала.

Широтно-модулированное напряжение, которое в дальнейшем мы будем называть коммутирующим, поступает от преобразователя сигнала *2* на оконечный каскад *4*, который управляет поступлением энергии мощного источника питания *5* в нагрузочное сопротивление *6*, причем в цепи нагрузки воссоздается первоначальная форма полезного сигнала.

Основным и принципиально новым элементом схемы является оконечный каскад *4*, на изложении принципа работы которого мы и остановимся в первую очередь.



Фиг. 1. Блок-схема усилителя с оконечным каскадом класса D.

1 — предварительный усилитель; *2* — преобразователь сигнала; *3* — генератор коммутирующей частоты; *4* — оконечный каскад; *5* — источник питания; *6* — нагрузочное сопротивление.

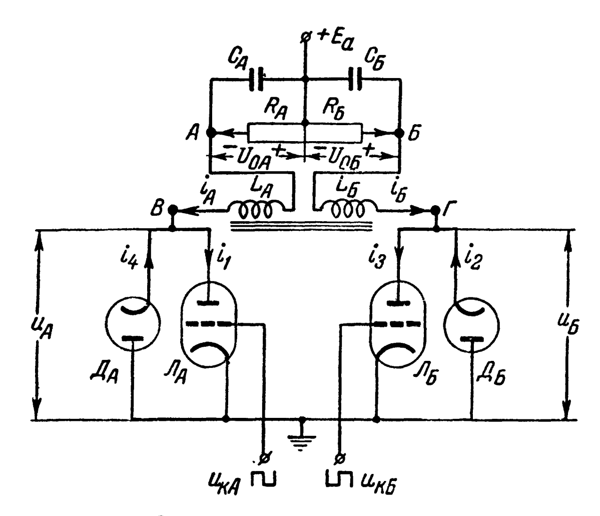
Основная схема каскада класса D представлена на фиг. 2. Каскад состоит из двух „ключевых" ламп $Л_А$ и $Л_Б$, имеющих управляющие сетки, двух „разрядных" диодов $Д_А$ и $Д_Б$, реактивного накопителя — импульсного трансформатора, образуемого двумя сильно связанными обмотками L_A и $L_Б$, и трехточечного нагрузочного сопротивления $R_A R_Б$, блокированного конденсаторами C_A и $C_Б$.

Левая и правая половины схемы симметричны, т. е. $Л_А$ и $Л_Б$, $Д_А$ и $Д_Б$, L_A и $L_Б$, R_A и $R_Б$, C_A и $C_Б$ соответственно идентичны. Поэтому в формулах можно принять следующие обозначения: $L = L_A = L_Б$; $C = C_A = C_Б$; $R = R_A = R_Б$.

Для того, чтобы в нагрузочное сопротивление не проникли составляющие частоты коммутации, емкость блокировочных конденсаторов C_A и $C_Б$ выбирается достаточно большой.

При этом, рассматривая процессы в течение одного периода коммутирующей частоты, мы будем считать потенциалы точек *А* и *Б* неизменными.

Режим покоя (отсутствия полезного сигнала) характеризуется тем, что лампы оконечного каскада с минимальными потерями энергии осуществляют в такт с частотой коммутации периодическое накапливание энергии

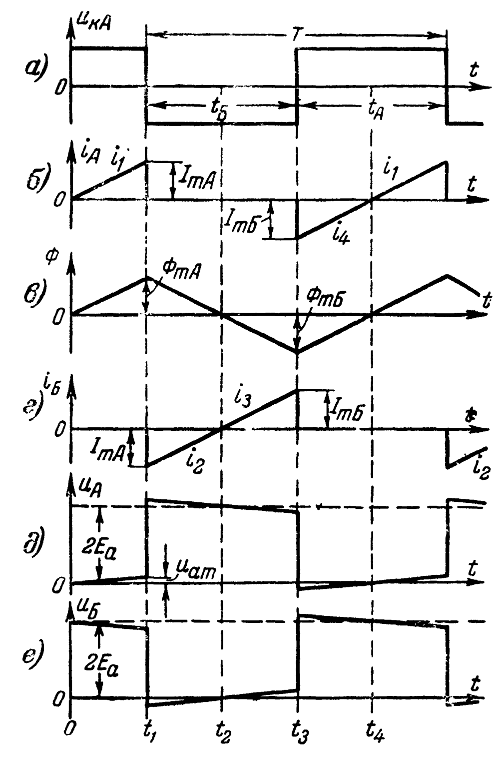


Фиг. 2. Основная схема каскада класса D.

в магнитном поле импульсного трансформатора и возврат ее в источник питания. При этом потенциалы точек *А* и *Б* не только неизменны, но и весьма близки к значению $+E_a$, ибо потери энергии в схеме малы, а следовательно, малы и падения напряжений на плечах нагрузочного сопротивления, по которым проходят постоянные составляющие токов плеч схемы. Поэтому первоначально мы будем считать точки *А* и *Б* как бы присоединенными помимо цепи $R_А R_Б C_А C_Б$ к зажиму $+E_a$.

В режиме покоя преобразователь сигнала вырабатывает симметричное коммутирующее напряжение $u_к$ (фиг. 3,*а*), у которого продолжительности отрицательного и положительного импульсов равны $(t_А = t_Б)$. При этом работу каскада класса D в течение каждого периода коммутирующей частоты можно разбить на следующие четыре такта:

1-й такт $(0 \dots t_1)$. При отпирании лампы $Л_A$ возникает ее анодный ток i_1 (фиг. 2). Цепь тока i_1 состоит из обмотки L_A и сопротивления $R_к$ ключевой лампы $Л_A$.



Фиг. 3 Осциллограммы режима покоя.

$u_{кA}$ — коммутирующее напряжение на сетке лампы $Л_A$; на сетку лампы $Л_Б$ поступает напряжение такой же формы, но обратной полярности.

Путем выбора достаточно большой величины постоянной времени этой цепи

$$\tau_к = \frac{L}{R_к}$$

в сравнении с длительностью такта можно обеспечить почти линейный закон нарастания тока i_1 вплоть до некоторого значения I_{mA} к моменту t_1 запирания лампы $Л_A$ отрицательным перепадом коммутирующего напряжения $u_{кA}$

(фиг. 3,*б*). При этом напряжение на аноде лампы $Л_А$ растет от нуля до некоторого значения u_{am} (фиг. 3,*д*), но в течение всего такта составляет малую долю напряжения E_a, приложенного к схеме, основная часть которого уравновешивается противо-э. д. с. самоиндукции в обмотке $L_А$. Вместе с током i_1 появляется и нарастает магнитный поток Ф (фиг. 3,*в*) в сердечнике импульсного трансформатора $L_А L_Б$; происходит накапливание энергии в магнитном поле.

2-й такт ($t_1 \ldots t_2$). При запирании лампы $Л_А$ в момент t_1 ток i_1 прекращается, но магнитный поток мгновенно исчезнуть не может, а это значит, что в одной из обмоток импульсного трансформатора должен тотчас же появиться другой ток, создающий магнитное поле прежнего направления.

Рассматривая направления всех возможных токов в цепях обмоток $L_А L_Б$, нетрудно убедиться в том, что лишь ток i_2 диода $Д_Б$ способен заменить собой ток i_1 без нарушения принципа непрерывности изменения магнитного потока. Для того, чтобы пошел ток через диод $Д_Б$, потенциал точки *Г* должен оказаться ниже нуля, а это вполне реально, ибо с прекращением тока i_1 связано появление в обмотке $L_А$ э. д. с. самоиндукции, полярность которой согласуется с напряжением внешнего источника E_a, а следовательно, э. д. с. взаимоиндукции в обмотке $L_Б$ в этот момент приобретет направление, встречное внешнему напряжению E_a.

Итак, в момент коммутации t_1, несмотря на отпирание лампы $Л_Б$ коммутирующим напряжением $u_{кБ}$ (его полярность противоположна полярности напряжения $u_{кА}$), ее анодный ток i_3 появиться не может, а возникает ток в цепи диода $Д_Б$, причем начальное значение этого тока i_2 такое же, как конечное значение только что исчезнувшего тока i_1 (т. е. оно равно I_{mA}).

Ток i_2 направлен навстречу напряжению источника питания. Это означает, что энергия, накопленная в магнитном поле импульсного трансформатора, теперь возвращается в источник питания. По мере отдачи энергии магнитный поток Ф, а вместе с ним и ток i_2 убывают (фиг. 3,*в* и *г*). Так как падение напряжения на диоде

мало; а напряжение на индуктивности $L_Б$ близко к E_a и почти постоянно в течение всего второго такта, то ток i_2 спадает тоже почти по линейному закону. Второй такт оканчивается в момент t_2, когда магнитное поле трансформатора пропадает и ток i_2 обращается в нуль. Только теперь появляется возможность прохождения через обмотку $L_Б$ тока нормального направления под действием внешнего напряжения E_a.

3-й такт ($t_2 \dots t_3$). Подобно первому такту появляется и нарастает до некоторого значения $I_{mБ}$ анодный ток i_3 ключевой лампы $Л_Б$. Все процессы аналогичны первому такту, только вместо обмотки L_A и лампы $Л_A$ в них участвуют обмотка $L_Б$ и лампа $Л_Б$, причем направление магнитного потока в импульсном трансформаторе обратное (фиг. 3,*в*).

Подобно переходу от 1-го такта ко 2-му происходит переброс тока в момент t_3 из обмотки $L_Б$ в обмотку L_A в цепь диода $Д_A$.

4-й такт ($t_3 \dots t_4$). Происходит спадание магнитного поля импульсного трансформатора благодаря разряду на источник питания посредством диода $Д_A$. Процессы аналогичны второму такту работы схемы.

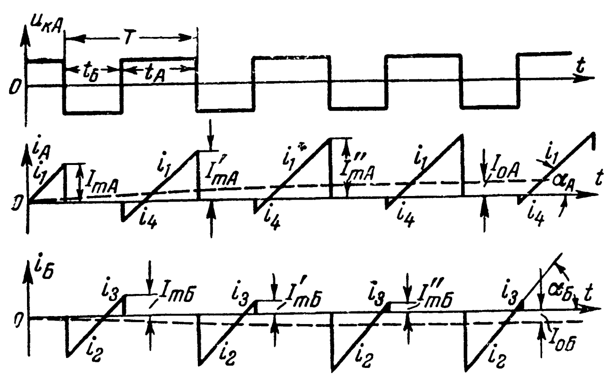
По прекращении тока диода $Д_A$ потенциал точки B обращается в нуль и появляется возможность прохождения анодного тока i_1 ключевой лампы $Л_A$, после чего начинается повторение описанного цикла работы схемы

Заметим, что крутизна нарастания тока в катушке индуктивности определяется отношением действующего на ее концах напряжения к величине индуктивности, и поскольку в нашей схеме в течение любого из четырех тактов напряжения на обмотках импульсного трансформатора по величине остаются почти неизменными и равными E_a, то и крутизна нарастания токов в течение всех тактов одинакова.

Имея в виду строгую симметрию схемы и коммутирующего напряжения, можно предположить, что, как изображено на графиках фиг. 3, коммутационные значения токов I_{mA} и $I_{mБ}$ и потоков Φ_{mA} и $\Phi_{mБ}$ в режиме покоя будут соответственно равны. Однако теория показывает, что подобный режим может быть устойчивым лишь при наличии стабилизирующей цепи, роль которой выполняет

выброшенная нами из рассмотрения цепь нагрузки $R_А R_Б C_А C_Б$.

Действительно, если бы цепь нагрузки отсутствовала, то, например, вызванное какой-либо случайной причиной некоторое увеличение коммутационного значения тока $I_{mА}$ привело бы к уменьшению следующего коммутационного тока $I_{mБ}$, а это в свою очередь, — к еще большему увели-



Фиг. 4. Осциллограммы переходного процесса при несимметричном коммутирующем напряжении ($t_А > t_Б$).

чению $I_{mА}$ и т. д. до тех пор, пока все возрастающие импульсы анодного тока лампы $Л_А$ не привели бы к ее повреждению.

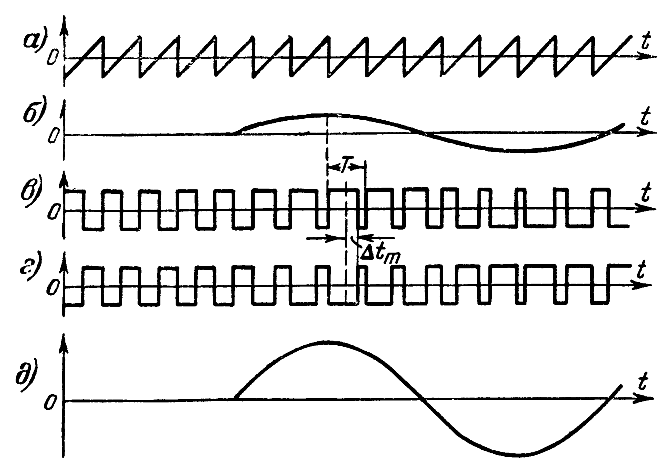
Всякое неравенство коммутационных значений токов $I_{mА}$ и $I_{mБ}$ означает наличие в токах плеч схемы $i_А$ и $i_Б$ постоянных составляющих $I_{0А}$ и $I_{0Б}$. Проходя по плечам сопротивления нагрузки, они создают падения напряжения $U_{0А}$ и $U_{0Б}$, причем в приведенном случае ($I_{mА} > I_{mБ}$) полярности этих напряжений соответствуют знакам + и — на фиг. 2. Из фиг. 2 видно, что потенциал точки $А$ при этом снижается, а точки $Б$ — повышается. Это должно ограничить рост импульсов тока левого плеча и увеличить импульсы тока правого плеча, чем предотвращается уход схемы из состояния динамического равновесия.

Установившийся режим при несимметричном коммутирующем напряжении. Процесс, аналогичный стабилизирующему действию цепи нагрузки, приводит схему в новое состояние динамического равновесия в случае,

если коммутирующее напряжение будет иметь различные продолжительности отрицательного и положительного импульсов внутри периода.

Переходный процесс для случая, если до этого схема находилась в режиме покоя, представлен на фиг. 4, где для примера взято $t_A > t_Б$.

Как видно из графиков фиг. 4, с одной стороны, в связи с увеличением интервала t_A и уменьшением интер-



Фиг. 5. Осциллограммы напряжений в основных точках блок-схемы у усилителя с оконечным каскадом класса D (см. фиг. 1).

вала $t_Б$ растут коммутационные значения тока лампы $Л_А$ (I_{mA}, I'_{mA}, I''_{mA} ...) и уменьшаются коммутационные значения тока лампы $Л_Б$ ($I_{mБ}$, $I'_{mБ}$, $I''_{mБ}$, ...), а с другой стороны, в связи с появлением постоянных составляющих I_{0A} и $I_{0Б}$ и изменением потенциалов точек $А$ и $Б$ схемы (фиг. 2) происходит изменение крутизны нарастания токов ($\alpha_A < \alpha_Б$). Под действием этих двух противоположно направленных процессов по прошествии определенного количества периодов коммутирующей частоты схема приходит в новый установившийся режим, который отличается от режима покоя наличием постоянных напряжений на плечах R_A и $R_Б$ сопротивления нагрузки.

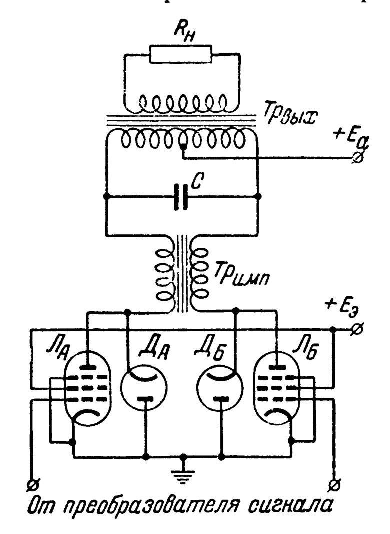
Усиление низкочастотного сигнала. Итак, постоянное напряжение, устанавливающееся на концах нагрузоч-

ного сопротивления, зависит от того, насколько различаются доли t_A и $t_Б$ периода коммутирующего напряжения. С увеличением разности интервалов t_A и $t_Б$ возрастает выходное напряжение. Таким образом, если коммутирующее напряжение модулировать по ширине импульсов полезным низкочастотным сигналом (фиг. 5,*в* и *г*) и частоту коммутации выбрать достаточно высокой, то напряжение на нагрузочном сопротивлении будет успевать изменяться в соответствии с изменениями входного полезного сигнала.

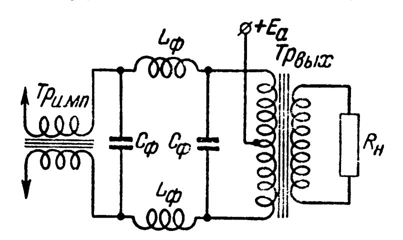
ВАРИАНТЫ СХЕМ УСИЛИТЕЛЯ КЛАССА D

Схемы оконечного каскада. Простейший вариант схемы оконечного каскада был приведен на фиг. 2. Однако возможности практического применения этой схемы ограничены теми обстоятельствами, что нагрузочное сопротивление должно иметь определенную величину, выгодную с точки зрения режима работы каскада, и обладать выводом от средней точки.

Вариант схемы с трансформаторным включением нагрузки, свободный от указанных недостатков, представлен на фиг. 6. В этой схеме вместо двух блокировочных конденсаторов C_A и $C_Б$ может применяться только один конденсатор C.



Фиг. 6. Принципиальная схема каскада класса D с трансформаторным выходом,



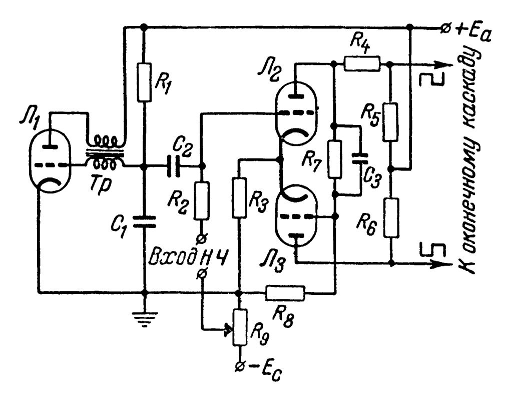
Фиг. 7. Принципиальная схема включения нагрузочного сопротивления через фильтр низших частот.

Дальнейшим усовершенствованием схемы является замена блокировочных конденсаторов П-образным симмет-

ричным фильтром низших частот (фиг. 7), что позволяет снизить частоту коммутации и выбирать ее лишь в $2 \div 3$ раза выше наивысшей частоты полезного сигнала, в то время как для схемы фиг. 6 она должна в $6 \div 10$ раз превышать высшую усиливаемую частоту.

Снижение частоты коммутации всегда желательно, ибо при этом упрощаются требования к качеству деталей и монтажа, уменьшаются потери энергии в импульсном трансформаторе и на излучение.

Схемы преобразователя сигнала и генератора коммутирующей частоты. Преобразователь сигнала должен выра-



Фиг. 8. Принципиальная схема преобразователя сигнала со спусковой схемой с двумя устойчивыми состояниями.

батывать двухтактное импульсное напряжение П-образной формы и осуществлять широтную модуляцию импульсов полезным сигналом.

На основе современного развития импульсной техники для решения этих задач можно предложить много различных вариантов схем. Мы приведем лишь две схемы, каждая из которых требует для своего осуществления трех триодов (фиг. 8 и 9).

Генератором коммутирующей частоты в обеих схемах является блокинг-генератор ($Л_1$). На конденсаторе C_1 вырабатывается пилообразное напряжение (фиг. 5,*а*), которое в схеме фиг. 8 поступает на сетку триода $Л_2$.

Триоды $Л_2$ и $Л_3$ образуют спусковую схему с двумя устойчивыми состояниями. В одном состоянии триод $Л_2$ открыт, а $Л_3$ заперт, в другом — наоборот, $Л_2$ заперт, а $Л_3$

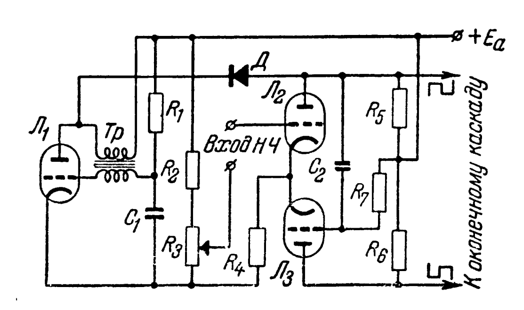
открыт. Соответственно в первом состоянии потенциал анода $Л_2$ ниже напряжения питания анодной цепи E_a на величину падения напряжения на анодных сопротивлениях R_4R_5, а потенциал анода $Л_3$ равен E_a. В другом состоянии потенциал анода $Л_2$ равен E_a, а анода $Л_3$ ниже на величину падения напряжения на сопротивлении R_6. Для перевода схемы из первого устойчивого состояния во второе достаточно снизить напряжение на управляющей сетке триода $Л_2$ ниже определенной величины. При этом благодаря положительной обратной связи через общее для обеих ламп катодное сопротивление R_3 спусковая схема скачком переходит в другое устойчивое состояние. Для возвращения схемы в первое состояние надо повысить напряжение на сетке лампы $Л_2$ выше определенного уровня, причем обратный переход происходит также скачкообразно.

Устанавливая определенное начальное напряжение на сетке триода $Л_2$ при помощи потенциометра R_9 и прикладывая пилообразное напряжение от блокинг-генератора, можно добиться симметричной работы схемы, когда длительности пребывания ее в одном и другом состояниях в течение одного периода блокинг-генератора будут равны. При этом с анодных сопротивлений R_5 и R_6 можно снимать симметричное двухтактное импульсное напряжение (левая часть графиков фиг. 5, *в* и *г*).

Если же, кроме пилообразного напряжения, ввести в цепь сетки триода $Л_2$ и полезный низкочастотный сигнал (фиг. 5,*б*), то во время его положительной полуволны интервалы открывания триода $Л_2$ будут возрастать, а триода $Л_3$ — уменьшаться, а во время отрицательной полуволны, напротив, интервалы открывания триода $Л_2$ будут сокращаться, а триода $Л_3$ — увеличиваться (правая часть графиков фиг. 5,*в* и *г*), т. е. будет происходить необходимая нам широтная модуляция импульсных напряжений, снимаемых с анодов ламп $Л_2$ и $Л_3$.

В схеме фиг. 9 применена спусковая схема с одним устойчивым состоянием (так называемый заторможенный мультивибратор с положительной сеткой). В устойчивом состоянии триод $Л_3$ открыт, а триод $Л_2$ заперт напряжением, падающим на сопротивлении R_4 за счет анодного тока триода $Л_3$. Если на анод триода $Л_2$ подать отрицательный импульс, то он, будучи переданным на сетку триода $Л_3$, запрет последний, причем откроется триод $Л_2$. Конденсатор C_2, заряженный, пока мультивибратор находился в устойчивом состоянии, до напряжения E_a, за вычетом па-

дения напряжения на сопротивлении R_4, теперь начинает разряжаться через внутреннее сопротивление триода $Л_2$ и сопротивление R_7, благодаря чему на нижнем по схеме фиг. 9 конце сопротивления R_7 в течение некоторого времени удерживается отрицательный потенциал и триод $Л_3$ остается запертым. По мере разряда конденсатора C_2 отрицательное напряжение на сетке триода $Л_3$ уменьшается и, наконец, триод $Л_3$ открывается. Анодный ток триода $Л_3$, проходя через сопротивление R_4, увеличивает отрицательное смещение на сетке триода $Л_2$, причем схема оказывает-



Фиг. 9. Принципиальная схема преобразователя сигнала со спусковой схемой с одним устойчивым состоянием.

ся охваченной сильной положительной обратной связью, в результате чего процесс открывания триода $Л_3$ и запирания триода $Л_2$ приобретает лавинообразный характер, и схема скачком возвращается в исходное устойчивое состояние. При поступлении следующего отрицательного импульса на анод лампы $Л_2$ цикл работы схемы повторяется.

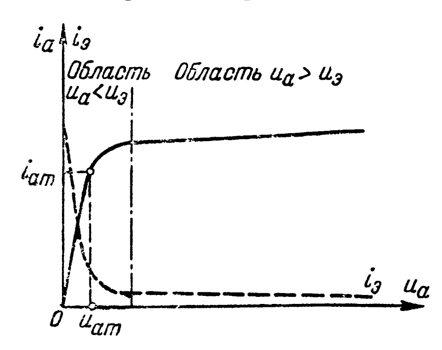
Длительность пребывания схемы в неустойчивом состоянии, когда триод $Л_2$ открыт, а $Л_3$ заперт, определяется постоянной времени цепи R_7C_2 и исходным напряжением на сетке триода $Л_2$, которое может регулироваться потенциометром R_3. Соответствующим выбором этих величин можно сделать длительность импульса мультивибратора равной половине периода повторения запускающих импульсов. Тогда, подавая запускающие импульсы на анод лампы $Л_2$ от генератора коммутирующей частоты, на анодах триодов $Л_2$ и $Л_3$ можно получить симметричное импульсное напряжение.

Поскольку длительность импульса мультивибратора зависит от напряжения на управляющей сетке триода $Л_2$,

то для получения широтной модуляции достаточно подать на эту сетку напряжение полезного сигнала.

В схеме фиг. 9 запускающие импульсы от блокинг-генератора подаются через диод *Д*, который в промежутках между ними отсекает блокинг-генератор от спусковой схемы, чем обеспечивает взаимно независимое действие этих частей схемы.

Более подробное описание различных схем, пригодных для построения преобразователей сигнала, можно найти в книге Н. Т. Петровича и Л. В. Козырева «Генерирование и преобразование электрических импульсов» («Советское радио», 1954).



Фиг. 10. Анодная характеристика пентода.

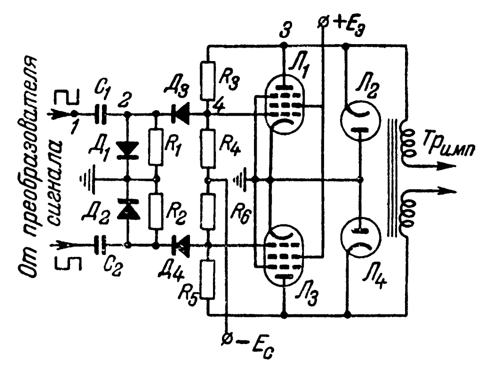
Схемы включения ключевых ламп. Для получения максимальных импульсов тока при минимальном падении напряжения нужны лампы с возможно меньшим внутренним сопротивлением. У триодов малое внутреннее сопротивление всегда сочетается с небольшим коэффициентом усиления μ, поэтому в классе D для надежного запирания ламп при больших импульсах анодного напряжения потребовалось бы весьма высокое коммутирующее напряжение (порядка нескольких сотен вольт), что привело бы к значительному усложнению схемы преобразователя сигнала. Целесообразнее в каскаде класса D применять пентоды или лучевые тетроды, особенно импульсные (например, 6П7С), которые в области начального восходящего участка анодной характеристики (фиг. 10) также обладают малым внутренним сопротивлением (порядка сотен ом). Однако в этой области ($u_a < u_э$) ток экранной сетки $i_э$ чрезмерно велик. К тому же максимальное значение тока экранной сетки удерживается в течение целого такта, предшествующего прохождению анодного тока ключевой лампы, когда лампа уже открыта по управляющей сетке, но в связи с работой включенного параллельно ей диода напряжение на ее аноде слегка отрицательно.

Если не принимать никаких мер ограничения токов экранных сеток, то экономичность питания усилителя резко

снижается, а максимальная выходная мощность, которую удается получить от усилителя без опасности повреждения ключевых ламп из-за перегрузки экраннных сеток, оказывается невысокой.

Вариант схемы, предотвращающей перегрузку экранных сеток, изображен на фиг. 11, а графики напряжений в точках, отмеченных цифрами,— на фиг. 12.

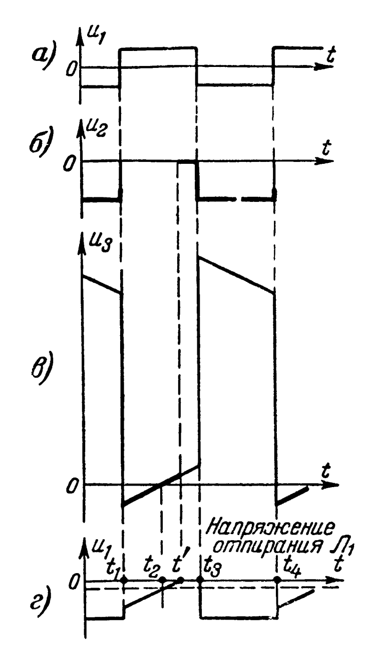
Входное П-образное коммутирующее напряжение при помощи фиксирующего диода $Д_1$, который работает подобно восстановителю постоянной составляющей телевизионно-



Фиг. 11. Принципиальная схема каскада класса D с системой защиты экранных сеток ключевых ламп от перегрузки.

го приемника, привязывается со стороны положительных вершин к нулевому потенциалу в точке *2* (фиг. 12,*б*). Величины сопротивлений R_1, R_3 и R_4 и напряжение смещения — E_c подбираются таким образом, чтобы во время 1-го такта ($0 \dots t_1$, фиг. 12), когда на аноде ключевой лампы $Л_1$ (в точке *3*) действует большое положительное напряжение, диод $Д_3$ оказывался открытым и передавал на управляющую сетку (в точку *4*) отрицательный потенциал точки *2* схемы, а в течение всего 2-го такта ($t_1 \dots t_2$), когда потенциал точки *3* оказывается отрицательным, диод $Д_3$ запирался и, отсекая входную цепь от управляющей сетки, удерживал в точке *4* отрицательный потенциал, превышающий напряжение отпирания ключевой лампы. В момент t_2 перехода напряжения в точке *3* через нуль происходит отпирание лампы $Л_1$, причем по мере повышения напряжения на ее аноде уменьшается отрицательное напряжение на сетке, и когда в некоторый момент t' напряжение на ее сетке достигает нулевого значения, открывается диод $Д_3$, сооб-

щающий сетку с входной цепью. Начиная с этого момента t', напряжение на сетке вплоть до следующего цикла работы разрядного диода $Л_2$ (до момента t_4) определяется напряжением на точке *2* схемы.

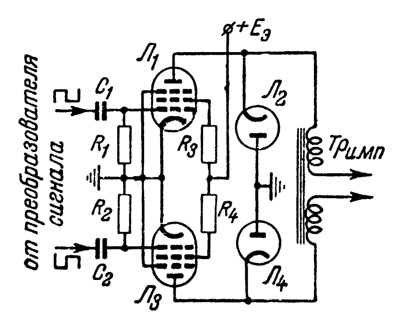


Фиг. 12. Осциллограммы напряжений в точках схемы фиг. 11.

Жирными линиями выделены те участки напряжений u_2 и u_3, из которых складывается напряжение на управляющей сетке u_4.

Аналогично работают соответствующие элементы другого плеча схемы.

Из графика фиг. 12,*г* видно, что ключевая лампа оказывается запертой не только во время работы другого плеча схемы (интервалы $0 \ldots t_1$, $t_3 \ldots t_4$), но и во время работы разрядного диода своего плеча ($t_1 \ldots t_2$) и открывается во время рабочего такта ($t_2 \ldots t_3$)



Фиг. 13. Схема с ограничительными сопротивлениями.

не сразу, а путем постепенного снижения отрицательного потенциала управляющей сетки. Рассмотренная схема при правильном расчете и тщательной регулировке может уменьшить расход тока экранными сетками ключевых ламп более чем в 10 раз без заметного снижения к. п. д. анодной цепи усилителя.

Другой вариант ограничения тока экранных сеток состоит во введении в цепи экранных сеток ограничительных сопротивлений (фиг. 13). По мере роста анодного тока лампы ток экранной сетки убывает и влияние ограничительного сопротивления уменьшается. В схеме фиг. 13 отсутствуют фиксирующие диоды, роль которых здесь выполняют промежутки сетка — катод самих ключевых ламп.

Эта схема значительно проще в наладке, чем схемы фиг. 11, но она уступает в экономичности питания и максимальной выходной мощности.

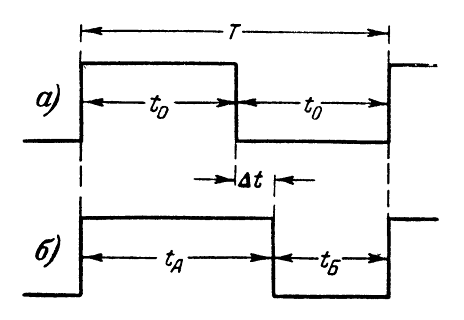
РАСЧЕТ И ВЫБОР ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА

Коэффициент модуляции. Для характеристики широтно-модулированного импульсного напряжения, возбуждающего лампы оконечного каскада, вводится коэффициент модуляции

$$\gamma = \frac{\Delta t}{t_0}, \qquad (1)$$

причем значения величин Δt и $t_0 = \frac{T}{2}$, где T — полный период коммутирующего напряжения, ясны из фиг. 14.

В процессе усиления синусоидального сигнала амплитудному значению его соответствует некоторое макси-



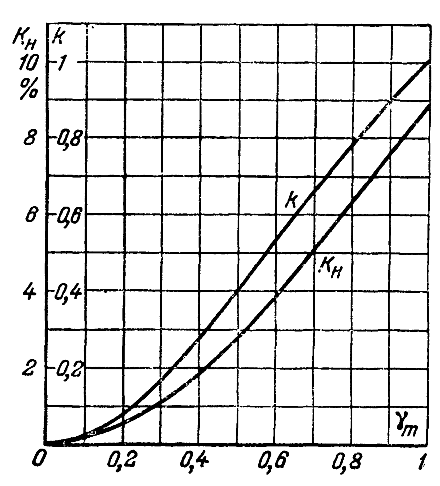
Фиг. 14. Обозначение интервалов времени в коммутирующем напряжении в отсутствие (*а*) и при наличии (*б*) полезного сигнала.

мальное значение сдвига Δt_m (фиг. 5,*в*) перепада коммутирующего напряжения внутри периода T. Соответственно можно указать амплитудное значение коэффициента модуляции

$$\gamma_m = \frac{\Delta t_m}{t_0}. \qquad (2)$$

Понятно, что с увеличением γ_m растет выходная мощность оконечного каскада. Однако и теория и эксперимент показывают, что по мере увеличения γ_m возрастают не-

линейные искажения. На фиг. 15 представлена теоретическая зависимость коэффициента нелинейных искажений $K_н$ от амплитудного значения коэффициента модуляции γ_m, полученная из предположений, что схема обладает строгой симметрией, все элементы работают в линейном режиме. Практически коэффициент нелинейных искажений может получиться и выше теоретического



Фиг. 15. Зависимость коэффициента нелинейных искажений $K_н$ и коэффициента k формулы (4) от коэффициента модуляции.

и ниже (если подчинить нелинейные свойства отдельных элементов целесообразным законам). Обычно повышение амплитуды коэффициента модуляции γ_m сверх 0,7÷0,8 нерационально. На такое значение γ_m и надо рассчитывать схему преобразователя сигнала при максимальных значениях входного сигнала.

Выбор ключевых ламп. Основным параметром ключевой лампы является предельно допустимая разрывная мощность $P_{кл}$ — произведение максимального импульса анодного тока i_{am} на допустимый импульс анодного напряжения $U_{а\ имп}$ в отсутствие анодного тока:

$$P_{кл} = i_{am} U_{а\ имп}. \qquad (3)$$

Максимальная выходная мощность связана с разрывной мощностью уравнением

$$P_{\sim m} = 0{,}18 k P_{кл}, \qquad (4)$$

где k — коэффициент, зависящий от выбранного значения амплитуды коэффициента модуляции γ_m.

Как видно из фиг. 15, при $\gamma_m = 0{,}7 \div 0{,}8$ коэффициент $k = 0{,}66 \div 0{,}78$.

Формула (4) выведена в предположении, что общий к. п. д. анодной цепи оконечного каскада достигает $85 \div 90\%$. Однако надо иметь в виду, что полный к. п. д. составляется из произведения по крайней мере четырех к. п. д. отдельных элементов:

$$\eta = \eta_1 \eta_2 \eta_3 \eta_4, \tag{5}$$

где η_1 — к. п. д. ламп оконечного каскада, определяемый потерями энергии на их анодах;

η_2 — к. п. д. импульсного трансформатора;

η_3 — к. п. д. фильтра, предотвращающего проникновение энергии частоты коммутации в цепь нагрузки;

η_4 — к. п. д. выходного трансформатора.

В обычных усилителях к. п. д. ламп η_1 оказывается значительно ниже к. п. д. выходного трансформатора η_4 и общий к. п. д. определяется почти исключительно величиной η_1. В усилителе же класса Д к. п. д. ламп η_1 очень легко может быть доведен до значений $0{,}9 \div 0{,}95$ и недостаточно высокое значение других составляющих, особенно η_2 и η_4, может резко снизить общий к. п. д. анодной цепи.

При выборе типа ключевых ламп ради получения максимального значения η_1 надо стремиться к применению таких ламп, у которых, как уже указывалось, максимальный импульс тока i_{am} может быть получен при минимальном падении анодного напряжения u_{am} (фиг. 10). Режим использования ключевых ламп надо ограничивать импульсами тока i_{am}, которые могут быть получены до перехода на изгиб анодной характеристики. С целью повышения импульса анодного тока i_{am} можно повышать напряжение экранной сетки.

Для проверки допустимости выбранного режима с точки зрения мощности, рассеиваемой анодом ключевой лампы, можно иметь в виду выражение максимальной мощности, рассеиваемой анодом при стремлении коэффициента модуляции к единице:

$$P_{a\,кл\,макс} = 0{,}5 i_{am} u_{am}. \tag{6}$$

Как уже указывалось, быстрее, чем анод, у ключевых ламп перегружаются экранные сетки. Расчет мощности, рассеиваемой экранными сетками, особенно при применении мер ограничения тока экранных сеток, оказывается очень сложным. Поэтому проще опытным путем контролировать расход мощности цепями экранных сеток при помощи измерительных приборов.

Напряжение источника питания анодной цепи E_a выбирается равным половине допустимого импульсного напряжения на анодах ключевых ламп, причем выходная мощность усилителя достигает значения, даваемого формулой (4). Снижение величины E_a приводит к пропорциональному уменьшению выходной мощности.

Разрядные диоды. В качестве разрядных диодов лучше всего могут работать высоковольтные демпферные диоды, применяемые в схемах генераторов строчной развертки новых телевизионных приемников, например типа 6Ц10П. У этих диодов высокое обратное напряжение сочетается с малым внутренним сопротивлением и высокой электрической прочностью изоляции катода от нити накала. Можно также применять обычные кенотроны, причем для повышения допустимого обратного напряжения целесообразно снимать цоколи.

Частота коммутации F выбирается в соответствии с наивысшей частотой усиливаемого сигнала $f_в$ и свойствами фильтра в цепи нагрузки. Для схемы фиг. 2 и 6 она должна превышать значение $f_в$ в 6÷10 раз, а для схемы фиг. 7 — в 2÷3 раза.

Расчет основных параметров схемы. Величина индуктивности (в генри) каждой обмотки импульсного трансформатора должна составлять:

$$L = \frac{E_a}{2Fi_{am}}, \tag{7}$$

где E_a — напряжение питания, *в*;

F — частота коммутации, *гц*;

i_{am} — максимальный импульс анодного тока, *а*.

Половина сопротивления нагрузки для рекомендуемого режима составляет:

$$R = \frac{E_a}{i_{am}}, \tag{8}$$

а емкость блокировочных конденсаторов

$$C = \frac{160\,000}{f_в R}, \qquad (9)$$

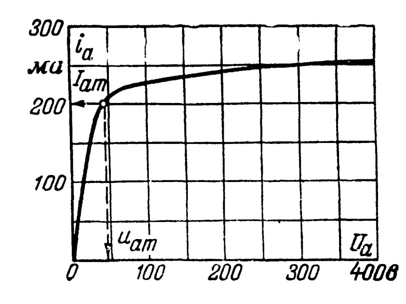
где C — *мкф*, $f_в$ — *гц* и R — *ом*.

Следует отметить, что от совокупности величин F, C и R в значительной мере зависят форма частотной характеристики в области высших частот и к. п. д. усилителя за счет сомножителя η_3 в формуле (5). Вообще же каскаду класса D совместно с преобразователем сигнала без учета выходного трансформатора свойственна частотная характеристика в виде горизонтальной прямой, простирающейся от нулевой частоты вплоть до предусмотренного расчетом значения $f_в$, где усиление снижается до 0,7. Поэтому, в частности, усилители класса D могут найти применение для усиления медленно меняющихся напряжений как усилители постоянного тока, причем они в этом случае могут обладать серьезными преимуществами в отношении стабильности работы.

Пример расчета усилителя с лучевыми тетродами типа Г-807

При $U_э = 300$ *в* тетроды Г-807 обеспечивают импульс анодного тока $i_{am} = 0{,}2$ *а* (фиг. 16). Допустимое импульсное напряжение $U_{a\,имп} = 6\,000$ *в*. Разрывная мощность при этом составляет

$$P_{кл} = i_{am} U_{a\,имп} = 0{,}2 \cdot 6\,000 = 1\,200 \text{ ва}.$$



Фиг. 16. Характеристика лучевого тетрода Г-807 при $E_{c1} = 0в$ и $E_{c2} = +300$ *в*.

Примем $\gamma_m = 0{,}7$ ($k_н = 5\%$). По графику фиг. 15 $k = 0{,}66$ и максимальная выходная мощность $P_{\sim m} = 0{,}18 k P_{кл} = 0{,}18 \cdot 0{,}66 \cdot 1\,200 = 143$ *вт*.

Пусть задана высшая усиливаемая частота $f_в = 6\,000$ *гц*.

Применяя П-образный фильтр (фиг. 7), выберем частоту коммутации

$$F = 3 f_в = 3 \cdot 6\,000 = 18\,000 \text{ гц}.$$

$$E_a = \frac{U_{a\,имп}}{2} = \frac{6\,000}{2} = 3\,000 \text{ в};$$

$$L = \frac{E_a}{2Fi_{am}} = \frac{3\,000}{2 \cdot 18\,000 \cdot 0{,}2} = 0{,}42 \text{ гн};$$

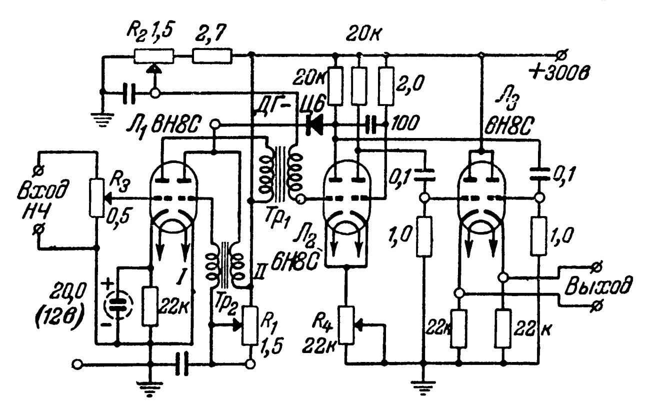
$$R = \frac{E_a}{i_{am}} = \frac{3\,000}{0{,}2} = 15\,000 \text{ ом}.$$

Принимая к. п. д. каскада $\eta = 0{,}85$, можно определить максимальный расход тока от источника анодного питания в режиме максимальной выходной мощности:

$$I_{a\,макс} = \frac{P_{\sim m}}{\eta E_a} = \frac{143}{0{,}85 \cdot 3\,000} = 0{,}056 \text{ а}.$$

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ КЛАССА D

Экспериментальный макет состоял из четырех блоков: 1) предварительный усилитель и преобразователь сигнала (принципиальная схема его изображена на фиг. 17);



Фиг. 17. Принципиальная схема блока преобразователя сигнала.

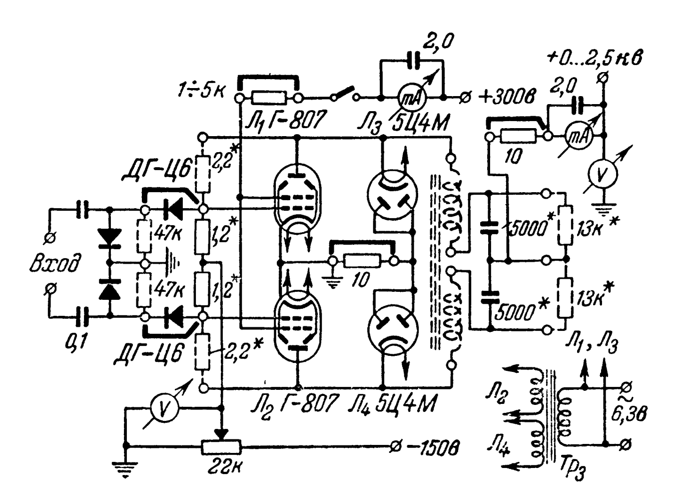
2) блок оконечного каскада (фиг. 18); 3) выпрямитель на 300 *в* и 4) регулируемый высоковольтный выпрямитель ($0 \div 2\,500$ *в*).

Предварительный усилитель напряжения полезного сигнала выполнен по трансформаторной схеме на левом триоде $Л_1$ (фиг. 17) и снабжен регулятором напряжения сигнала R_3, который позволяет при заданной максимальной ам-

плитуде входного сигнала установить выбранное максимальное значение коэффициента модуляции γ_m.

Задающий генератор и спусковая схема выполнены по варианту фиг. 9. Частота блокинг-генератора регулируется переменным сопротивлением R_1 в пределах $8 \div 25$ *кгц*.

Потенциометр R_2 служит для установки симметрии импульсов спусковой схемы в режиме покоя и исследования



Фиг. 18. Принципиальная схема блока оконечного каскада.

Величины, помеченные звездочкой, указаны приближенно (в процессе эксперимента изменялись).

характеристик усилителя в режиме фиксированных значений коэффициента модуляции.

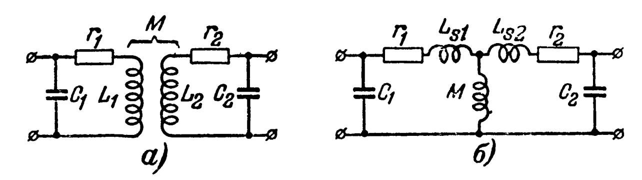
На выходе спусковой схемы для взаимной развязки цепей мультивибратора и оконечного усилителя применены два катодных повторителя на двойном триоде $Л_3$.

Данные сопротивлений и конденсаторов указаны на фиг. 17. Междуламповый трансформатор $Тр_1$ — обычного типа с коэффициентом трансформации 1 : 1. Трансформатор блокинг-генератора $Тр_2$ имеет сердечник сечением 10×15 *мм* (из пластин Ш-10 стали Э4-А толщиной 0,35 *мм*); обмотка *I* состоит из 60, а обмотка *II* — 75 витков провода ПЭЛ 0,16.

Для контроля работы схемы при помощи осциллографа и других измерительных приборов на шасси блока установлены девять гнезд.

Основные характеристики блока преобразователя сигнала следующие: период коммутирующего напряжения — 40÷125 *мксек*; полный размах импульсного напряжения на выходе каждого катодного повторителя — более 120 *в*; максимально возможный коэффициент модуляции γ_m — порядка 0,8 при амплитуде входного сигнала не более 300 *мв*.

Блок оконечного каскада (фиг. 18) выполнен в виде универсальной панели, на которой могут испытываться различные варианты схемы, для чего ряд точек схемы выве-



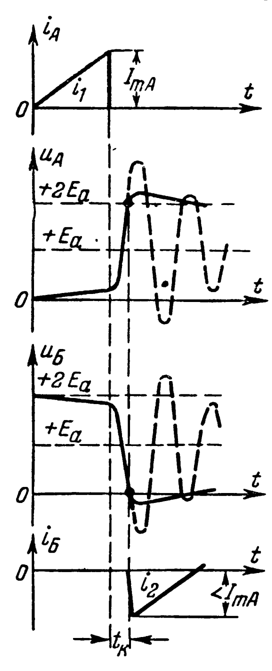
Фиг. 19. Эквивалентные схемы импульсного трансформатора.

ден на гнезда и зажимы, к которым присоединяются различные детали и цепи. В качестве ключевых ламп применены лучевые тетроды Г-807, а в качестве разрядных диодов — кенотроны 5Ц4М со снятыми цоколями. Для взаимной изоляции катодов разрядных диодов нити накала их питаются при помощи специального трансформатора $Тр_3$ от общей цепи накала ламп.

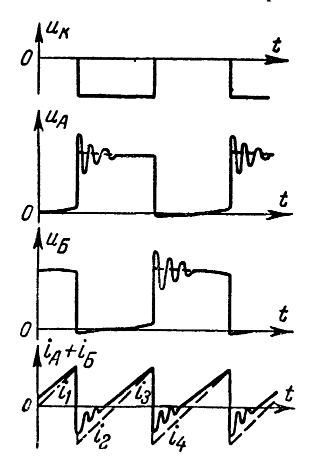
Импульсные трансформаторы. В приведенном выше описании принципа работы усилителя мы считали, что перепад э. д. с. в обмотках импульсного трансформатора в моменты запирания ключевых ламп происходит мгновенно и без потерь энергии. Однако в действительности импульсный трансформатор в момент запирания ключевой лампы представляет собой некоторую связанную систему, которая в первом приближении состоит из двух колебательных контуров, так как к каждой обмотке трансформатора присоединена определенная паразитная емкость (фиг. 19). Поэтому в действительности переброс тока из одной обмотки в другую происходит не мгновенно, а в результате процесса свободных колебаний и занимает конечный интервал времени $t_к$ (фиг. 20).

Чем выше добротность эквивалентных контуров и их собственная частота, тем меньше интервал коммутации $t_к$ и потеря энергии в трансформаторе, т. е. тем выше его к. п. д.

Наличие индуктивности рассеяния (L_{s1} и L_{s2} на фиг. 19,*б*) создает возможность сохранения собственных колебаний в обмотке, из которой ток переброшен в результате процесса коммутации. Это явление также приводит к потере части накапливаемой магнитным полем импульсного трансформатора энергии.



Фиг. 20. Процесс переброса тока из одной обмотки импульсного трансформатора в другую.



Фиг. 21. Искажение осциллограммы, вызываемое влиянием индуктивности рассеяния импульсного трансформатора.
Штриховыми линиями изображены неискаженные осциллограммы.

Некоторая потеря энергии в импульсном трансформаторе связана с вихревыми токами и гистерезисом магнитного материала сердечника.

Испытание различных вариантов выполнения импульсного трансформатора позволяет сделать следующие выводы:

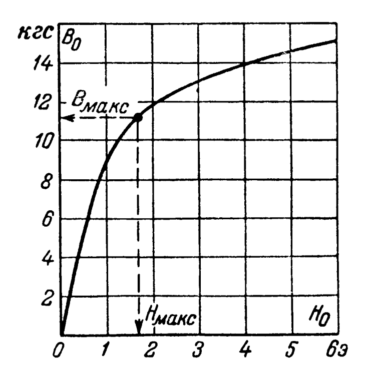
1. Наличие заметной индуктивности рассеяния приводит к сильному искажению осциллограмм (фиг. 21) и ухудшает к. п. д. усилителя. Средствами снижения индуктивности рассеяния являются выполнение обмоток трансформатора в виде перемежающихся секций и применение сердечников из сталей, запасающих большую энергию в единице объема. Последняя характеристика оценивается величиной

$$W_{уд} = H_{макс} B_{макс}, \quad (10)$$

где $H_{макс}$ (в эрстедах) и $B_{макс}$ (в гауссах) — соответственно максимально допустимые значения напряженности поля и магнитной индукции, определяемые по основной кривой намагничивания стали (фиг. 22). Применяя материал с наибольшими значениями $W_{уд}$, можно заметно сократить размеры всего импульсного трансформатора, так как необходимый объем его сердечника (в *см*³) обратно пропорционален величине $W_{уд}$:

$$V_c = \frac{i_{am}^2 L \cdot 10^8}{W_{уд}}. \qquad (11)$$

2. **Вихревые токи** вызывают потери энергии, выражающиеся в нагревании сердечника трансформатора, и могут привести к сильному снижению общего к. п. д. анодной цепи усилителя. Для предотвращения заметных потерь энергии на вихревые токи необходимы пластины сердечника толщиной не более 0,1 *мм*.



Фиг. 22. Кривая намагничивания стали ХВП.

Хорошие результаты дает применение сердечников из феррокерамики (ферритов, оксиферов). Повидимому, могут быть применены и некоторые сорта магнитодиэлектриков.

3. После осуществления требований, вытекающих из первых двух пунктов, наиболее ощутимыми оказываются потери на гистерезис. С этой точки зрения желательны такие материалы сердечника, у которых площадь петли гистерезиса наименьшая.

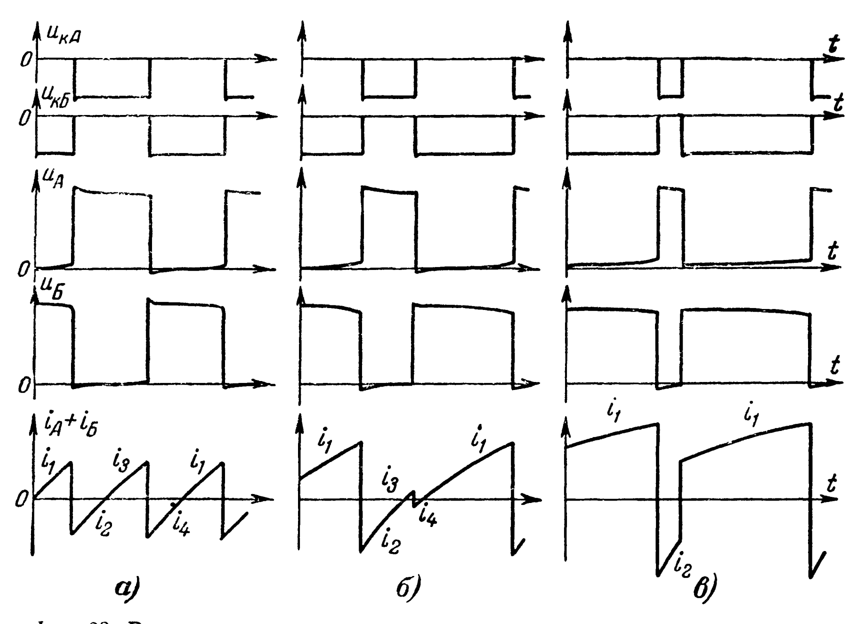
4. Ради повышения собственной частоты эквивалентных колебательных контуров надо стремиться к минимальным значениям паразитных емкостей обмоток и монтажа в точках *В* и *Г* схемы (фиг. 2) относительно всех прочих цепей.

В проведенных экспериментах наилучшие результаты были получены с импульсными трансформаторами, выполненными на сердечниках из оксифера-500, причем полный к. п. д. анодной цепи усилителя приближался к 80%. Но и при этом больше половины всех потерь энергии происходило в импульсном трансформаторе, так что проблему им-

пульсного трансформатора для усилителя класса D еще нельзя считать решенной.

Для расчета конструктивных данных импульсного трансформатора, кроме формулы (11), служит соотношение для определения числа витков каждой из его обмоток:

$$n = \frac{i_{am} L \cdot 10^8}{S B_{макс}}, \qquad (12)$$



Фиг. 23. Реальные осциллограммы напряжений и токов в усилителе класса D.

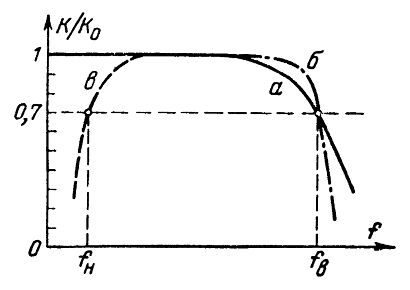
где n — число витков, i_{am} ($а$), L ($гн$) и $B_{макс}$ ($гс$) имеют уже известные знанения, а S — сечение сердечника ($см^2$) выбирается из конструктивных соображений после расчета необходимого объема сердечника V_c.

Произведение средней длины магнитной силовой линии l_c на сечение S должно равняться V_c.

Реальные осциллограммы напряжений и токов в основных цепях усилителя представлены на фиг. 23,*а* (в режиме покоя), 23,*б* — при $\gamma_1 = 0{,}3$ и 23,*в* при $\gamma = 0{,}7$. Из них видно, что по мере увеличения коэффициента модуляции каскад переходит из четырехтактного режима в двух-

тактный, при котором в одном плече перестает работать разрядный диод, а в другом — ключевая лампа. При усилении низкочастотных сигналов двухтактный режим возникает периодически в моменты наибольших мгновенных значений усиливаемого сигнала.

Реальная частотная характеристика усилителя с бестрансформаторным включением нагрузки хорошо совпадает с теоретической (фиг. 24,*а* — для схемы с блокировочными конденсаторами и 24,*б* — для схемы с П-образным фильт-



Фиг. 24. Частотные характеристики усилителя класса D.

а—с одиночными блокировочными конденсаторами; *б* — с П-образным фильтром в цепи нагрузки; *в* — с трансформаторным включением нагрузки.

ром низших частот). При включении нагрузочного сопротивления через выходной трансформатор происходит снижение усиления в области низших частот (характеристика *в* на фиг. 24).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Экономические выгоды, которые представляет усиление в классе D, переоценить трудно. Первые исследования этого типа усилителя показывают полную реальность осуществления предложенного принципа его работы. Вместе с тем они выявили ряд технических задач, без решения которых нельзя рассчитывать на широкое практическое применение усилителей класса D. Кроме уже указанной проблемы импульсного трансформатора с высоким к. п. д., можно указать как первоочередные следующие задачи: уточнение условий согласования нагрузочного сопротивления при помощи выходного трансформатора, разработка эффективных мер снижения нелинейных искажений, защита ламп око-

нечного каскада от выхода из строя в случае пропадания коммутирующего напряжения, разработка простых в регулировке и эффективных в действии способов защиты экранных сеток от перегрузки.

Для успешного развития техники усиления в классе D необходимо электровакуумной промышленности освоить выпуск достаточного ассортимента импульсных пентодов и высоковольтных кенотронов косвенного накала с малым внутренним сопротивлением.

СОДЕРЖАНИЕ

Цена 75 коп.